



中華民國經濟部智慧財產局

INTELLECTUAL PROPERTY OFFICE
MINISTRY OF ECONOMIC AFFAIRS
REPUBLIC OF CHINA

茲證明所附文件，係本局存檔中原申請案的副本，正確無訛，
其申請資料如下：

This is to certify that annexed is a true copy from the records of this
office of the application as originally filed which is identified hereunder:

申請日：西元 2001 年 12 月 19 日
Application Date

申請案號：090131559
Application No.

申請人：威盛電子股份有限公司
Applicant(s)

局長
Director General

CERTIFIED COPY OF
PRIORITY DOCUMENT

陳明邦

發文日期：西元 2002 年 1 月 4 日
Issue Date

發文字號：09111000052
Serial No.

申請日期：	案號：
類別：	

(以上各欄由本局填註)

發明專利說明書

一、發明名稱	中文	低取樣頻率之數位資料回復方法及相關裝置
	英文	Method for Data Recovery with Lower Sampling Frequency and Related Apparatus
二、發明人	姓名 (中文)	1. 馬清文
	姓名 (英文)	1. Mar, Ching-Wen
	國籍	1. 中華民國
	住、居所	1. 台北縣新店市中正路五三三號八樓
三、申請人	姓名 (名稱) (中文)	1. 威盛電子股份有限公司
	姓名 (名稱) (英文)	1. VIA TECHNOLOGIES, INC.
	國籍	1. 中華民國
	住、居所 (事務所)	1. 台北縣新店市中正路535號8樓
	代表人姓名 (中文)	1. 王雪紅
	代表人姓名 (英文)	1.

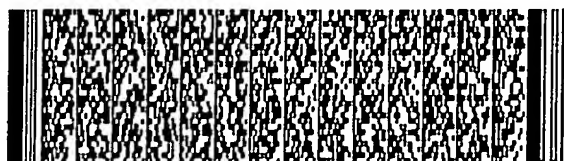


四、中文發明摘要 (發明之名稱：低取樣頻率之數位資料回復方法及相關裝置)

本發明提供一種資料回復 (data recovery) 方法及相關電路，用來由一輸入訊號中回復一數位資料；該輸入訊號以對應複數個資料週期之振幅來表示該數位資料。該方法包含有：於一取樣週期中計算複數個控制字元 (control word)，分別用來估計該取樣週期與一資料週期之相位差；以及根據該控制字元與該輸入訊號於各取樣週期之振幅而回復該數位資料。其中一取樣週期中的複數個控制字元使得對應該取樣週期之取樣頻率得以低於該資料週期對應的頻率。

英文發明摘要 (發明之名稱：Method for Data Recovery with Lower Sampling Frequency and Related Apparatus)

A method and related apparatus for recovering a digital data from an input data, which represents the digital data with amplitudes corresponding to a plurality of data periods. The method comprises: calculating a plurality of control words within a sampling period respectively for estimating a phase difference between the sampling period and a data period; and recovering the digital data according to the amplitude of the input data corresponding to the



四、中文發明摘要 (發明之名稱：低取樣頻率之數位資料回復方法及相關裝置)

英文發明摘要 (發明之名稱：Method for Data Recovery with Lower Sampling Frequency and Related Apparatus)

sampling period and the control words. Wherein the plurality of control words within a sampling period make a sampling frequency corresponding to the sampling period lower than a frequency of the data period.



本案已向

國(地區)申請專利

申請日期

案號

主張優先權

無

有關微生物已寄存於

寄存日期

寄存號碼

無

五、發明說明 (1)

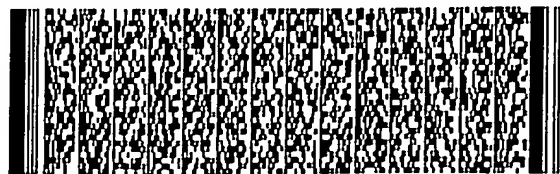
發明之領域：

本發明係提供一種資料回復的方法及相關之數位電路，尤指一種取樣頻率得以低於資料時脈頻率的資料回復方法及相關電路。

背景說明：

隨著電子資訊科技的進步，藉著以電子訊號傳輸的數位資料，能使豐富的資訊、知識得以快速正確地傳播與交換。舉例來說，在電腦系統中，記錄在光碟（例如說是數位多功能光碟 DVD）中的資料以光碟機讀取轉換為電子訊號之數位資料後，就能讓使用者進一步地處理、整合、運用光碟中的資料。電腦系統中各單元（例如說是硬碟機經由南橋電路至中央處理器）也是透過匯流排以電子訊號來傳遞數位資料。另外，藉由通信系統或網路中傳遞的數位資料，分佈於各地的電腦系統也得以交流資訊、傳遞情報。

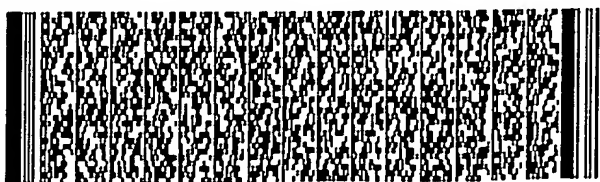
請參考圖一。圖一為一電子形式的原始訊號 10 用來攜載 (carry) 數位資料 14 的相關波形時序之示意圖；圖一的橫軸即為時間。原始訊號 10 可以是由光碟機讀取頭由光碟上讀取出來的原始訊號，或是匯流排、通訊系統或網路中傳遞的電子訊號。原始訊號 10 是以其經過調變



五、發明說明 (2)

(modulation)後的波形振幅，並配合一資料時脈 12，來代表其攜載的數位資料 14。資料時脈 12 具有複數個時間長度固定為 T_0 之資料週期，各資料週期對應於一數位資料 14 中的位元；而該位元的內容即由該原始訊號 10 對應於該資料週期之波形振幅的大小來決定。以圖一中的例子來進一步說明，資料時脈 12 中於各資料週期的脈波升緣發生於時點 t_1 、 t_2 、 t_3 等等時刻；原始訊號 10 在這些時刻的波形振幅是否大於一固定的標準位準 L_0 （通常即為零位準），就代表了該時刻對應的數位資料。舉例來說，在時點 t_1 ，原始訊號 10 的波形振幅大於標準位準 L_0 ，就代表數位資料中的位元 D_1 內容為 1。在時點 t_2 ，原始訊號 10 的波形振幅仍然大於標準位準 L_0 ，故時點 t_2 的對應位元 D_2 的內容仍為 1。到了時點 t_6 ，原始訊號 10 的波形振幅變得低於標準位準 L_0 ，故時點 t_6 對應之位元 D_6 也變成 0。同理，由原始訊號 10 在時點 t_8 的波形振幅，就可推知時點 t_8 對應之位元 D_8 為 0。這樣一來，配合資料時脈 12，原始訊號 10 就能以其波形振幅的大小來代表數位資料 14 各位元的內容了。

然而，在實際實施運用時，僅有攜載數位資料的原始訊號可供利用，而不會有對應的資料時脈。舉例來說，光碟機由光碟上讀取出來的資料僅有原始訊號，並不包含資料時脈。同理，在通訊系統中，也僅會傳輸原始訊號，不會傳輸資料時脈。如此一來，要由原始訊號中正確解讀出數位資料，就必須使用資料回復電路。請參考圖二。圖二



五、發明說明 (3)

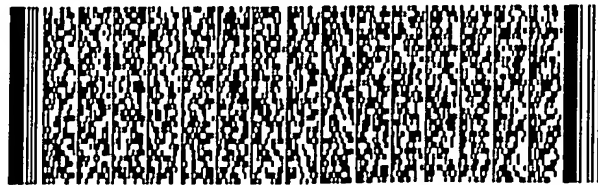
為一習知之數位式資料回復電路 20 之電路方塊圖。資料回復電路 20 設有一取樣器 22、內差計算器 (interpolator) 24、控制字元計算單元 26 以及資料電路 28。由於資料回復電路 20 是數位式的電路，故輸入訊號 16 (也就是原始訊號 10) 會先經過取樣器 22 的取樣，變成離散時間 (discrete time) 的取樣訊號 23；而取樣器 18 的取樣頻率，則由取樣時脈 18 來決定。由於取樣時脈 18 並不會與輸入訊號 16 (即原始訊號 10) 對應的資料時脈同步 (包括頻率及相位都不會同步)，取樣訊號 23 必須由內差計算器 24 以加權內差的方式算出在輸入訊號 16 中原本對應於資料時脈的數位資料，並輸出為輸出訊號 25。由輸入訊號 16 回復出來的輸出訊號 25 就能和原始訊號原本的資料時脈同步，來表示原始訊號中攜載的數位資料。經由資料電路 28 (例如是比較器或截波器) 就能由輸出訊號 25 中得到原本在輸入訊號中的數位資料。另一方面，用來內差回復出輸出訊號 25 的內差計算器 24，要以控制字元 (control word) 30 來控制其內差的計算；而控制字元 30 本身則是由控制字元計算單元 26 根據輸出訊號 25 之迴授 (feedback) 求得。

至於習知資料回復電路 20 工作的情形，請進一步參考圖三。圖三為資料回復電路 20 運作時各相關訊號之波形時序圖；圖三之橫軸即為時間。在圖三中最上面的波形為輸入訊號 16 攜載之數位資料原本對應之資料時脈 12。但就如前面所討論過的，資料回復電路 20 必須在沒有資料時脈 12

五、發明說明 (4)

的情況下，由輸入訊號 16 中直接回復出其攜載的數位資料。輸入訊號 16 的波形在圖三中即以虛線來表示。如圖三所示，圖二中的取樣時脈 18 具有複數個週期固定為 T_{ps} 的取樣週期（故對應之取樣頻率為 $1/T_{ps}$ ）；各取樣週期對應於時點 ta_1 、 ta_2 等等時刻。在取樣時脈 18 的觸發控制下，取樣器 22 會將輸入訊號 16 取樣成為取樣訊號 23，如圖三中以垂直實線與空心原點所表示的離散時間訊號。由於資料回復電路 20 沒有資料時脈 12 做為參考，取樣時脈 18 也不會和資料時脈 12 同步。而內差計算器 24 的功能，就是將取樣訊號 23 重新內差而回復為輸出訊號 25；而輸出訊號 25 就如圖三中以垂直虛線及實心圓點所表示的離散時間訊號。請注意輸出訊號 25 的各個離散時間點（即時點 t_1 、 t_2 等等）已經和資料時脈 12 同步。利用輸出訊號 25，資料電路 28 就能得到攜載於輸入訊號 16 中的數位資料（如圖一中之說明）。

為了要由取樣訊號 23 正確回復出輸出訊號 25，內差計算器 24 必須利用控制字元 30 當作參數，來控制內差計算的過程。在習知技術中，每個取樣週期中會有一個對應的控制字元；各控制字元用來估計對應之取樣週期與最接近之資料週期間的相位差（等效上就是時間差）。雖然資料回復電路 20 無法取得原來的資料時脈 12，但控制字元計算單元 26 仍然能利用輸出訊號 25 的迴授並以相位誤差偵測 (phase error detection) 及調整 (OSR adjustment) 來估



五、發明說明 (5)

計取樣時脈 18 與資料時脈 12 對應週期間的相位差，並求得對應各取樣週期的控制字元；此技術之細節已為習知技術者所熟知，於此不再贅述。控制字元計算單元 26 計算的結果，就如圖三中所示；控制字元 $mp1$ 對應於時點 $ta1$ 的取樣週期，即是用來估計該取樣週期與時點 $t1$ 之資料週期間的相位差。同理，控制字元 $mp2$ 用來代表時點 $ta2$ 之取樣週期與時點 $t2$ 之資料週期間的相位差；於時點 $ta4$ ，最接近對應取樣週期的資料週期為時點 $t3$ 的資料週期，故控制字元 $mp4$ 是用來估計時點 $ta4$ 之取樣週期與時點 $t3$ 之資料週期間的相位差。

內差計算器 24 在取得控制字元計算單元 26 計算之控制字元後，就能以內差的方式由取樣訊號 23 計算出輸出訊號 25。舉例來說，要根據時點 $ta1$ 的控制字元 $mp1$ 來計算出時點 $t1$ 時輸出訊號 25 之波形振幅，可用下列的加權內差公式：

$$p(n) = \sum_{n=N1}^{N2} x(ta1 - n \cdot Tps) \cdot w(mp1 + n \cdot Tps)$$

其中 $p(n)$ 代表輸出訊號 25 在時點 $t1$ 之波形振幅； w 則代表一預設之加權函數 (weighting function)，譬如說是 sinc 函數 (定義為 $\text{sinc}(x) = \sin(\pi x) / (\pi x)$) 等； x 則代表取樣訊號 23 之波形振幅； $N1$ 、 $N2$ 為適當的整數，代表和分

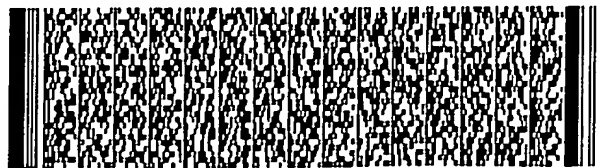
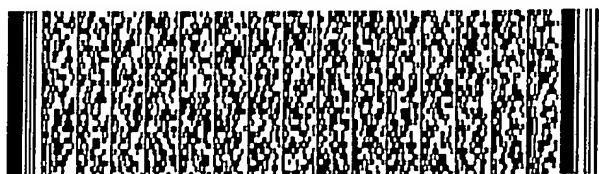


五、發明說明 (6)

(summation)的上下限。換句話說，輸出訊號 25在時點 t_1 之值，可由取樣訊號 23在時點 ta_1 之值（即 $x(ta_1)$ ）乘上加權 $w(mpl)$ 、加上取樣訊號 23在時點 ta_2 之值（即 $x(ta_1 + Tps)$ ）乘上加權 $w(mpl - Tps)$ 、加上取樣訊號 23在時點 ta_3 之值（即 $x(ta_1 + 2 \cdot Tps)$ ）乘上加權 $w(mpl - 2 \cdot Tps)$ 等等來計算而得。同理，將上式的中 ta_1 換為 ta_2 、 mpl 換為 mp_2 ，就能求出輸出訊號 25在時點 t_2 之值。依據上述的方式，內差計算器 24就能由取樣訊號 23算出輸出訊號 25。

上述的習知技術能以數位電路來實現，能利用數位電路容易模組化、設計製造都已有一定的標準而能減少時間資源的耗用等等優點。然而，在習知技術中，由於一個取樣週期中僅估計了一個控制字元，而控制字元又是用來估計一取樣週期與最接近之資料週期間的相位差，這就代表一取樣週期延續的時間 Tps 必定要比一資料週期延續的時間 T_0 短（或相等）。若取樣週期 Tps 比一資料週期 T_0 來的長，一個取樣週期內就會對應於一個以上的資料週期；而一個控制字元僅能估計出輸出訊號 25對應一資料週期之振幅，這會使該取樣週期中對應的額外資料週期沒有對應的控制字元。換句話說，在上述的情況下，習知技術中的內差計算器 24無法完整地將輸出訊號 25中對應每一資料週期的波形振幅回復出來。

因為上述的原因，習知技術中取樣週期必須小於等於



五、發明說明 (7)

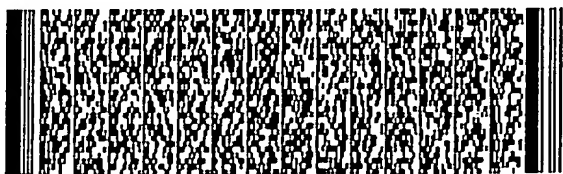
資料週期；也就是說，取樣週期對應的取樣頻率必須要比資料週期對應之頻率來的高。由於數位資料高速存取傳輸的需求，資料週期也越來越短，資料週期對應之頻率也越來越高。對應地，在習知技術中，取樣頻率還要比資料週期對應之頻率更高，如此一來習知技術中之資料回復電路就會受到許多高頻運作的副作用，像是高頻電路易受電磁干擾、易受電路佈局之寄生效應影響運作。而高頻電路也必須使用較複雜的電路設計，增加習知技術設計生產製造的成本。

發明概述：

因此，本發明之主要目的在於提供一種能以低頻之取樣頻率運作之資料回復電路，以解決習知技術上述的缺點。

發明之詳細說明：

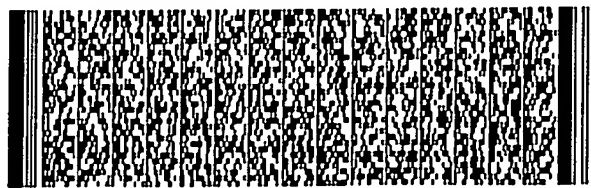
請參考圖四。圖四為資料回復過程中各相關訊號的頻譜示意圖；圖四之橫軸為頻率、縱軸為頻域分量。其中攜載有數位資料的原始訊號，其波形之頻譜如圖四中之頻譜 $10f$ 所示；其頻帶寬度為頻帶 BW ，實質上的最高頻率為頻率 f_c 。原始訊號中的數位資料，其資料週期所對應之頻率則為頻率 f_d 。如圖一所示，其實原始訊號在經過編碼調變



五、發明說明 (8)

後，其波形變化會比資料時脈的變化來的緩慢；像在圖一中的時點 t_1 及 t_2 間，資料時脈已經完成一個週期的變化，但原始訊號 10 的波形其實只是平緩地上升；這就表示原始訊號的頻帶 BW 會遠低於資料週期對應之頻率 f_d 。而根據 Nyquist 定理（或稱取樣定理），要能由一訊號的取樣中回復出該訊號，取樣所用的頻率至少要大於該訊號頻寬的兩倍。如圖四所示，頻率 f_N 即代表 Nyquist 定理所預測的最低取樣頻率，其為頻率 f_c 的兩倍。即使如此，在實際應用上，頻率 f_N 還是小於資料週期對應之頻率 f_d 。在習知技術中，取樣器受取樣時脈控制的取樣頻率必須要大於資料週期對應之頻率 f_d ；圖四中的頻率 f_{ps} 就代表習知技術中必須要使用的取樣頻率。然而，要能由取樣訊號中內差正確地回復出輸出訊號，取樣頻率僅要高於 Nyquist 定理之頻率 f_N 即可，不需高於資料週期對應之頻率 f_d 。本發明即利用此原理，將本發明中所使用的取樣頻率 f_s （對應之取樣週期為 $T_s = 1/f_s$ ）設定於頻率 f_N 與頻率 f_d 之間，既能正確地內差出輸出訊號，又使得本發明中不需使用特別高頻的取樣時脈與相關高頻電路。

請參考圖五；圖五為本發明中資料回復電路 40 一實施例的功能方塊圖。資料回復電路 40 的目的是在沒有相關資料時脈的情況下，回復輸入訊號 36 中攜載的數位資料。資料回復電路 40 中設有一取樣器 42、一第一內差計算器 44A、一第二內差計算器 44B、一資料電路 48、一計算模組



五、發明說明 (9)

46以及一資料緩衝單元(buffer)54。在圖五之實施例中，計算模組46內設有一第一控制字元計算單元50A及一第二控制字元計算單元50B。攜載有數位資料的輸入訊號36輸入至資料回復電路40後，會由取樣器42將其取樣為離散時間的取樣訊號43；而取樣器42的取樣頻率則受取樣時脈38控制。接下來第一內差計算器44A及第二內差計算器44B就能根據取樣訊號43，分別以加權內差的方式個別計算內差的結果，再傳輸至資料緩衝單元54。資料緩衝單元54會整合第一內差計算器44A及第二內差計算器44B計算出來的內差結果產生輸出訊號45。根據輸出訊號45，資料電路48就能正確解讀出輸入訊號36中攜載的數位資料了。

以上本發明資料回復電路40的工作情形雖然類似於習知之資料回復電路20，但本發明與習知技術最大的不同，乃是內差計算的相關運作方式。在習知技術中，內差計算器24在每一個取樣週期 T_{ps} 中會根據一個控制字元30來計算輸出訊號25中對應一個資料週期的波形振幅。本發明中的複數個內差計算器則可在每一個取樣週期 T_s 中分別根據複數個不同控制字元，以計算輸出訊號45中對應複數個資料週期的波形振幅。如圖五中的實施例所示，計算模組46的第一控制字元計算單元50A與第二控制字元計算單元50B分別可依據輸出訊號45的迴授來產生第一控制字元52A及第二控制字元52B。在同一取樣週期 T_s 中，第一內差計算器44A可根據第一控制字元52A產生輸出訊號45對應一資



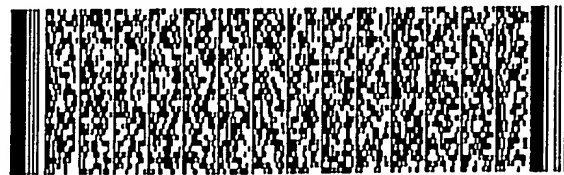
五、發明說明 (10)

料週期的波形振幅；第二內差計算器 44B則可根據第二控制字元 52B來產生輸出訊號 45對應另一資料週期的波形振幅，經過資料緩衝單元 54的緩衝處理，內差計算器 44就能利用兩個控制字元於一個取樣週期中計算出輸出訊號 45對應於兩個資料週期之波形振幅。至於第一控制字元計算單元 50A與第二控制字元計算單元 50B計算控制字元的方式與習知技術類似，在不妨礙本發明技術揭露之情況下，不再贅述。

為進一步說明本發明運作之原理，請進一步參考圖六。圖六為本發明於圖五之資料回復電路 40運作期間各相關訊號運作之波形時序圖；圖六之橫軸即為時間。為了方便與習知技術比較，圖六中假設輸入訊號 36與輸入訊號 16（見圖二、三）相同，都是配合資料時脈 12（資料週期為 T_0 ）而攜載有數位資料的原始資料 10；圖六中虛線之波形即為輸入訊號 36。在沒有資料時脈 12可供利用的情況下，本發明之取樣器 42會根據取樣時脈 38（取樣週期為 T_s ）之控制觸發對輸入訊號 36取樣而產生取樣訊號 43。圖六中即以交叉圓及實線代表取樣訊號 43對應各個取樣週期（於時點 ts_1 、 ts_2 、 ts_3 等等）的波形振幅。如前面所討論過的，本發明中取樣時脈 38的取樣頻率 f_s 會小於資料時脈 12對應之頻率 f_d ，因此一個取樣週期 T_s 的時間長度會大於一個資料週期 T_0 的時間長度；換句話說，一個取樣週期會對應至超過一個的資料週期。對應上述情況，本發明於各取

五、發明說明 (11)

樣週期會計算複數個控制字元來估計一取樣週期與對應之複數個資料週期間的相位差（等效上就是時間差）。如圖六中所示，對應於時點 $ts1$ 的取樣週期，本發明中之計算模組 46 會計算出第一控制字元 $m1a$ 與第二控制字元 $m1b$ ，分別用來估計該取樣週期與時點 $t1$ 、 $t2$ 之資料週期間的相位差。根據第一控制字元 $m1a$ ，第一內差計算器 44A 就能內插輸出訊號 45 在時點 $t1$ 的波形振幅；而第二內差計算器 44B 則能根據第二控制字元 $m1b$ 來計算出輸出訊號 45 於時點 $t2$ 的波形振幅。同理，對應於時點 $ts2$ 的取樣週期，則有第一控制字元 $m2a$ 與第二控制字元 $m2b$ 來分別估計該取樣週期與時點 $t3$ 、 $t4$ 之資料週期間的相位差。到了時點 $ts5$ 之取樣週期，其對應的第一控制字元 $m5a$ 及第二控制字元 $m5b$ 分別估計該取樣週期與時點 $t8$ 、 $t9$ 之兩控制週期間的相位差；在時點 $ts6$ 之取樣週期中，第一控制字元 $m6a$ 及第二控制字元 $m6b$ 則估計該取樣週期與時點 $t9$ 、 $t10$ 之兩控制週期間的相位差。在此可發現有兩個控制字元 $m5b$ 、 $m6a$ 可用來估計輸出訊號 45 對應時點 $t9$ 之波形振幅；換句話說，輸出訊號 45 在時點 $t9$ 的波形振幅能由第二內插計算器 44B 根據控制字元 $m5b$ 算出，也能用第一內插計算器 44A 根據控制字元 $m6a$ 算出。在此種情況下，資料緩衝單元 54 就會決定以哪一個內插計算器來提供給內差計算器 44，以得到輸出訊號 45 對應於時點 $t9$ 之波形振幅。根據本發明於一取樣週期中對應之複數個控制字元，複數個內差計算器就能分別根據一控制字元用取樣訊號 43 來內差計算出輸出訊號 45 對應



五、發明說明 (12)

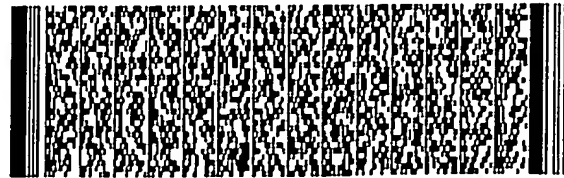
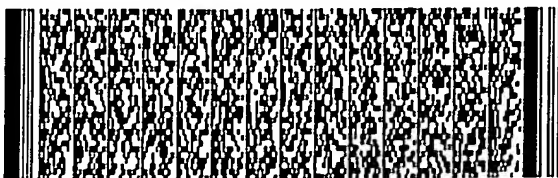
於各時脈週期之波形振幅。

雖然本發明中採用了低頻率之取樣時脈 38，但根據 Nyquist 定理（詳圖四及相關說明），仍然能正確地根據取樣後的取樣訊號 43 來內差計算出輸出訊號 45。因為低頻率之取樣時脈 38 會在一取樣週期中對應至超過一個的資料週期；所以在每一取樣週期中，本發明即以複數個控制字元來計算對應於該取樣週期的複數個資料週期中、輸出訊號 45 的波形振幅。如圖六中所示，由第一內差計算器 44A、第二內差計算器 44B 分別計算並組合形成的離散時間輸出訊號 45（以實心圓點及虛線表示）已經能和資料時脈 12 同步，並能正確地代表輸入訊號 36 中的數位資料。經過資料電路 48，就能解讀出輸入訊號 36 中的數位資料了。至於第一內差計算器 44A、第二內差計算器 44B 於每一取樣週期中根據取樣訊號 43、第一控制字元及第二控制字元來計算出輸出訊號之方法，可以數式描述如下。若要計算輸出訊號 45 對應於時點 $t1$ 、 $t2$ 資料週期之波形振幅，則

$$Y(t1) = \sum_{n=-N1}^{N2} X(ts1 - n \cdot Ts) \cdot W(m1a + n \cdot Ts) \quad \text{— (式 1) ;}$$

$$Y(t2) = \sum_{n=-N1}^{N2} X(ts1 - n \cdot Ts) \cdot W(m1b + n \cdot Ts) \quad \text{— (式 2) ;}$$

其中 $Y(t1)$ 代表輸出訊號 45 在時點 $t1$ 之波形振幅； $Y(t2)$ 代表輸出訊號 45 在時點 $t2$ 之波形振幅。 $W()$ 則代表一預設之加權函數 (weighting function)； $X()$ 則代表取樣訊號 43 之波形振幅； $N1$ 、 $N2$ 為適當的整數，代表和分



五、發明說明 (13)

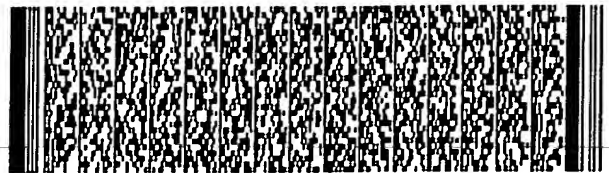
(summation)的上下限。由(式1)可知，輸出訊號45在時點 t_1 之波形振幅，可利用第一控制字元 m_{1a} (因為此控制字元是用來估計時點 ts_1 之取樣週期與時點 t_1 資料週期間的相位差)，由取樣訊號43在時點 ts_1 之值 (即 $X(ts_1)$) 乘上加權 $W(m_{1a})$ 、加上取樣訊號23在時點 ts_2 之值 (即 $X(ts_1 + T_s)$) 乘上加權 $W(m_{1a} - T_s)$ 、加上取樣訊號23在時點 ts_3 之值 (即 $X(ts_1 + 2 \cdot T_s)$) 乘上加權 $W(m_{1a} - 2 \cdot T_s)$ 等等來計算而得。而第一內差計算器44A即能以(式1)來計算輸出訊號45在時點 t_1 的波形振幅。同理，時點 ts_1 之取樣週期與時點 t_2 之資料週期間的相位差是以第二控制字元 m_{1b} 來估計，故第二內差計算器44B可由(式2)來計算輸出訊號45在時點 t_2 之波形振幅；請注意(式2)中的加權是由第二控制字元 m_{1b} 來控制。由(式1)、(式2)可知，根據在同一取樣週期中所得到的兩個控制字元，第一、第二內差計算器就能對應地計算出輸出訊號45對應於兩個資料週期之波形振幅。這樣一來，即使取樣訊號43未能與資料時脈12同步，但第一內差計算器44A、第二內差計算器44B計算出來的輸出訊號45已經能和資料時脈12同步(請參考圖六)；根據輸出訊號45，資料電路48就能讀出原本攜載於輸入訊號36中的數位資料。上述討論雖針對時點 ts_1 之取樣週期，但由以上二式，習知技術者應能輕易推得如何於其他取樣週期中計算對應輸出訊號之波形振幅，故於此不再贅述。如圖六所示，本發明雖以較低的取樣頻率來產生取樣訊號43(故取樣訊號43取樣點也比較少)，但經由上述的計算過程，還

五、發明說明 (14)

是能完整地計算出輸出訊號 45 對應於各資料週期之波形振幅。

總而言之，本發明是在符合 Nyquist 定理的情況下，合理地將取樣頻率降低至資料週期對應之頻率下，並在每一取樣週期中估計出複數個對應的控制字元，來表示一取樣週期所對應到的複數個資料週期。根據一取樣週期的複數個控制字元，就能計算出輸出訊號對應於複數取樣週期之波形振幅。相對地，習知技術僅於一取樣週期中估計一控制字元，故僅能於該取樣週期中計算輸出訊號對應一資料週期之波形振幅，也因此取樣頻率一定要比資料週期對應之頻率來的高。相較之下，本發明不僅適合用數位電路來實現，也能以低頻之取樣頻率來運作。本發明之技術能以數位邏輯區塊加以實現，就能方便地整合入現代資訊系統中的數位式控制晶片，電路之設計、模擬及生產製造也能沿用數位電路模組化的方式進行。更進一步地，在不影響資料回復的情形下，本發明運作之頻率也得以降低，不需顧慮高頻電路所產生的多種副作用，也不必特別以昂貴複雜的高頻電路來實現，不僅能加快研發製造的時程，也能降低成本。

以上所述僅為本發明之較佳實施例，凡依本發明申請專利範圍所做之均等變化與修飾，皆應屬本發明專利之涵蓋範圍。



圖式簡單說明

圖式之簡單說明：

圖一為典型之原始訊號攜載數位資料的波形時序示意圖。

圖二為一習知之資料回復電路之功能方塊圖。

圖三為圖二中之資料回復電路運作時各相關訊號之波形時序圖。

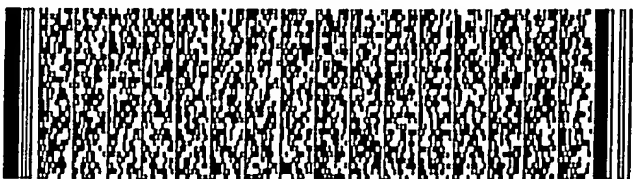
圖四為資料回復過程中各相關訊號頻譜之示意圖。

圖五為本發明資料回復電路之功能方塊圖。

圖六為圖五中資料回復電路運作時各相關訊號之波形時序圖。

圖式之符號說明：

10f 頻譜	36 原始訊號
38 取樣時脈	40 本發明之資料回復電路
42 取樣器	43 取樣訊號
44A 第一內差計算器	44B 第二內差計算器
45 輸出訊號	46 計算模組
48 資料模組	50A 第一控制字元計算單元
50B 第二控制字元計算單元	
52A 第一控制字元	52B 第二控制字元
54 資料緩衝單元	BW 頻帶
fc、fN、fs、fd、fps	頻率



圖式簡單說明

Ts 取樣週期

T0 資料週期



六、申請專利範圍

1. 一種資料回復方法，用來由一輸入訊號之波形中回復一對應之數位資料；該數位資料係與一資料時脈同步；

該資料時脈中具有複數個資料週期，而該輸入訊號係以對應該資料週期中之波形振幅來表示該數位資料；

該方法包含有：

設定一具有一固定取樣頻率之取樣時脈，該取樣時脈中具有複數個取樣週期；

於每一取樣週期中計算至少一對應的控制字元 (control word)；

每一控制字元對應於一資料週期，用來估計該取樣週期與該資料週期之相位差；以及

根據該控制字元與該輸入訊號對應各取樣週期之波形振幅計算出該輸入訊號對應各資料週期之波形振幅，以回復該數位資料；

其中該取樣頻率係介於該輸入訊號波形之頻帶的實質最高頻率與該資料時脈的頻率之間；

使得當該輸入訊號波形之頻帶低於該資料時脈之頻率時，每一取樣週期中可計算出複數個對應的控制字元，而該取樣頻率得以低於該資料時脈的頻率。

2. 如申請專利範圍第1項之方法，其中該控制字元係根據該輸入訊號對應各取樣週期之波形振幅而計算出來。

3. 如申請專利範圍第1項之方法，其中該輸入訊號係由

六、申請專利範圍

一數位多用途光碟 (Digital Versatile Disc) 機所讀取之資料。

4. 如申請專利範圍第 1 項之方法，其另包含有：利用該回復出來的數位資料，修正該控制字元。

5. 如申請專利範圍第 1 項之方法，其係以加權 (weighting) 內插的方式根據該複數個控制字元與該輸入訊號對應各取樣週期之波形振幅計算出該輸入訊號對應各資料週期之波形振幅。

6. 一種資料回復電路，用來由一輸入訊號之波形中回復一對應之數位資料；該數位資料係與一資料時脈同步；

該資料時脈中具有複數個資料週期，而該輸入訊號係以對應該資料週期中之波形振幅來表示該數位資料；

該資料回復電路包含有：

一取樣器，用來量測並輸出該輸入訊號對應於複數個取樣週期之波形振幅，其中該取樣週期之時間長度為固定並對應於一取樣頻率；

一計算模組，用來於每一取樣週期中計算至少一對應的控制字元 (control word)；

每一控制字元對應於一資料週期，用來估計該取樣週期與該資料週期之相位差；以及

至少一內差計算器，每一內差計算器對應於一控制字

六、申請專利範圍

元，用來根據該對應之控制字元與該取樣器之輸出計算出該輸入訊號對應各資料週期之波形振幅，以回復該數位資料；

其中該取樣頻率係介於該輸入訊號波形之頻帶的實質最高頻率與該資料時脈的頻率之間；

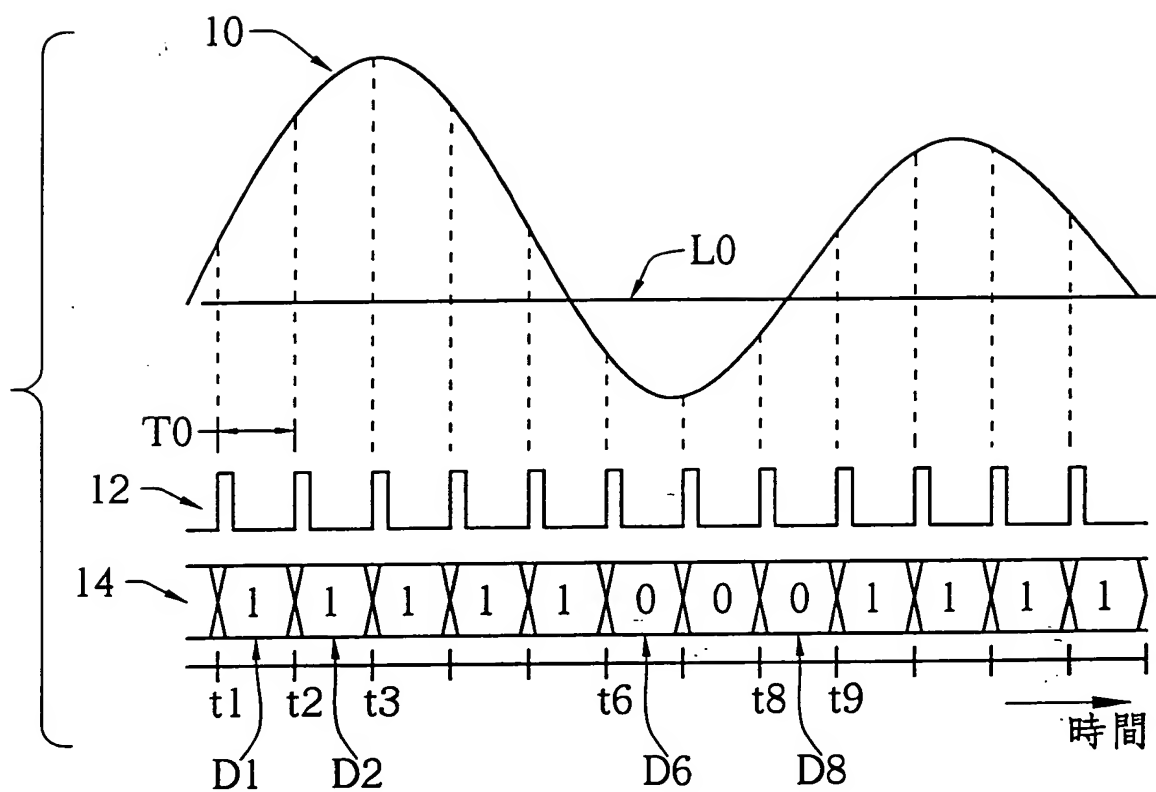
使得當該輸入訊號波形之頻帶低於該資料時脈之頻率時，該計算模組於每一取樣週期中可計算出複數個對應的控制字元，而該取樣頻率得以低於該資料時脈的頻率。

7. 如申請專利範圍第6項之資料回復電路，其中該控制字元係根據該輸入訊號對應各取樣週期之波形振幅而計算出來。

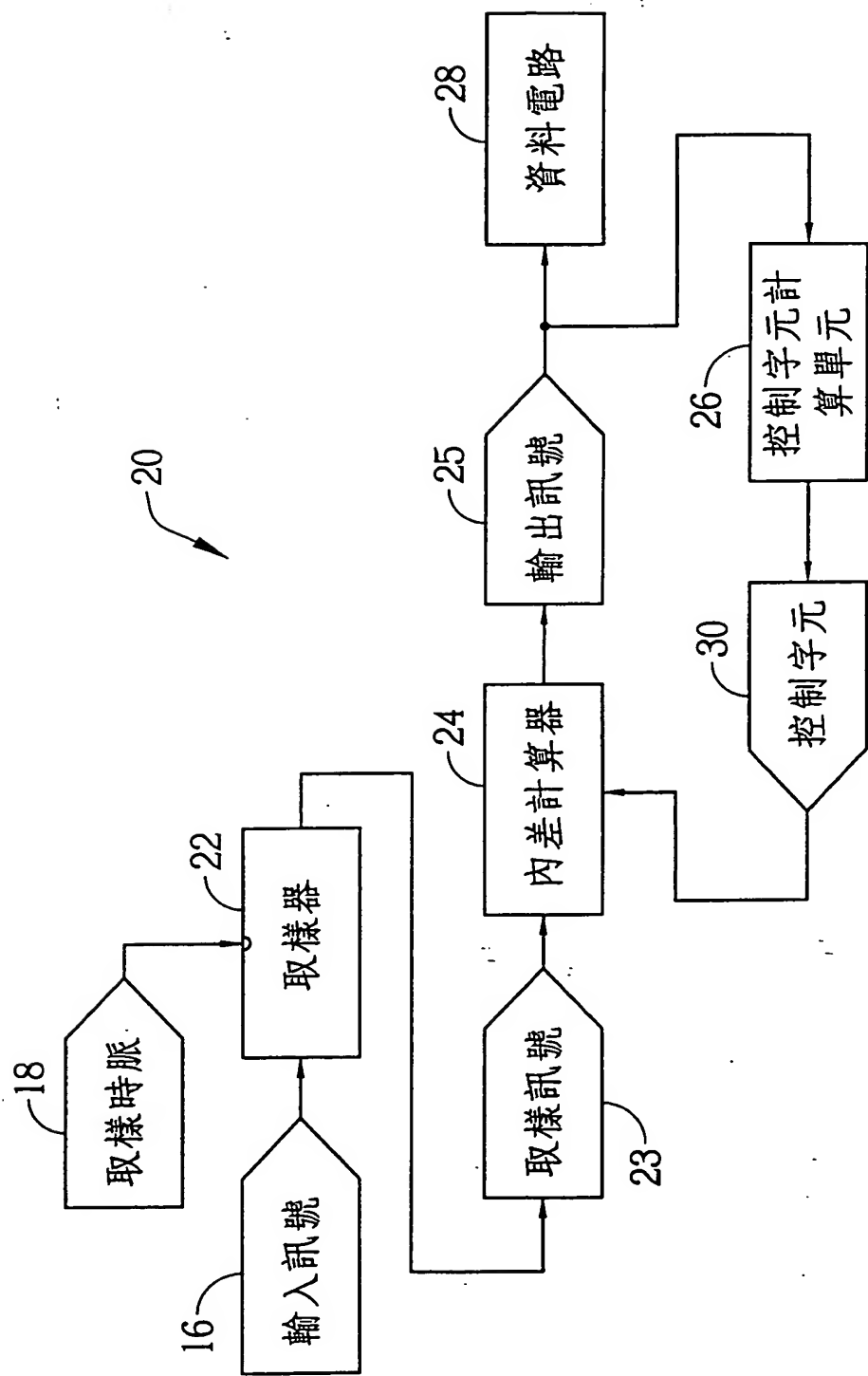
8. 如申請專利範圍第6項之資料回復電路其係應用於一數位多用途光碟 (Digital Versatile Disc) 機。

9. 如申請專利範圍第6項之資料回復電路，其中該計算模組係利用該回復出來的數位資料，修正該控制字元。

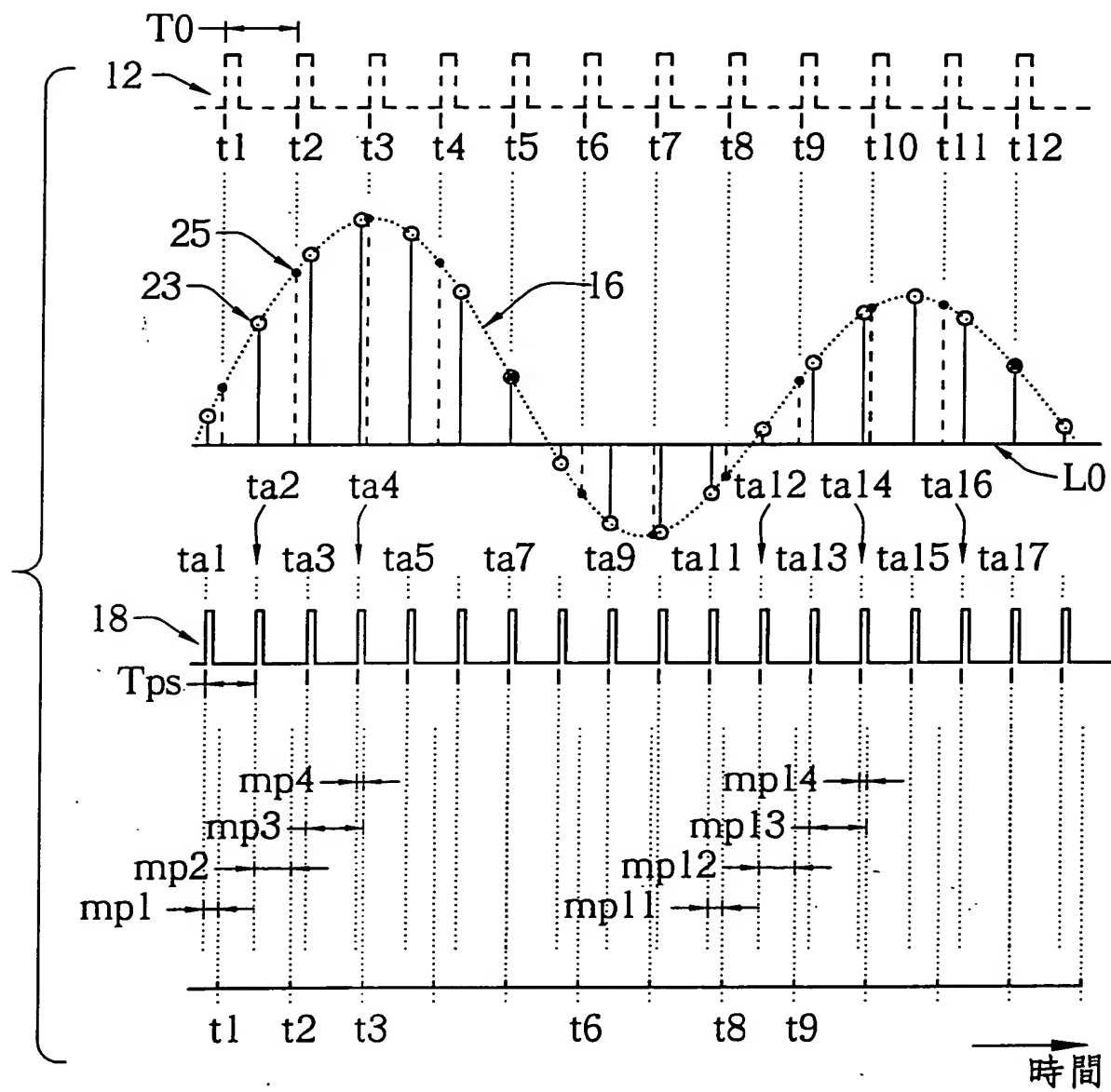
10. 如申請專利範圍第6項之資料回復電路，其中該內差計算器係以加權 (weighting) 內插的方式根據該對應之控制字元與該輸入訊號對應各取樣週期之波形振幅計算出該輸入訊號對應各資料週期之波形振幅。



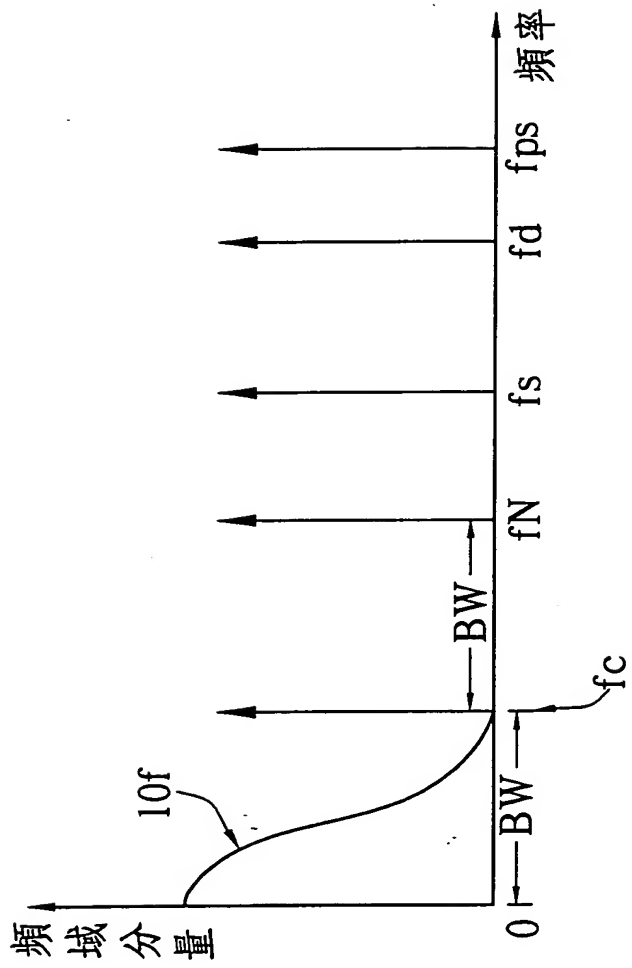
圖一



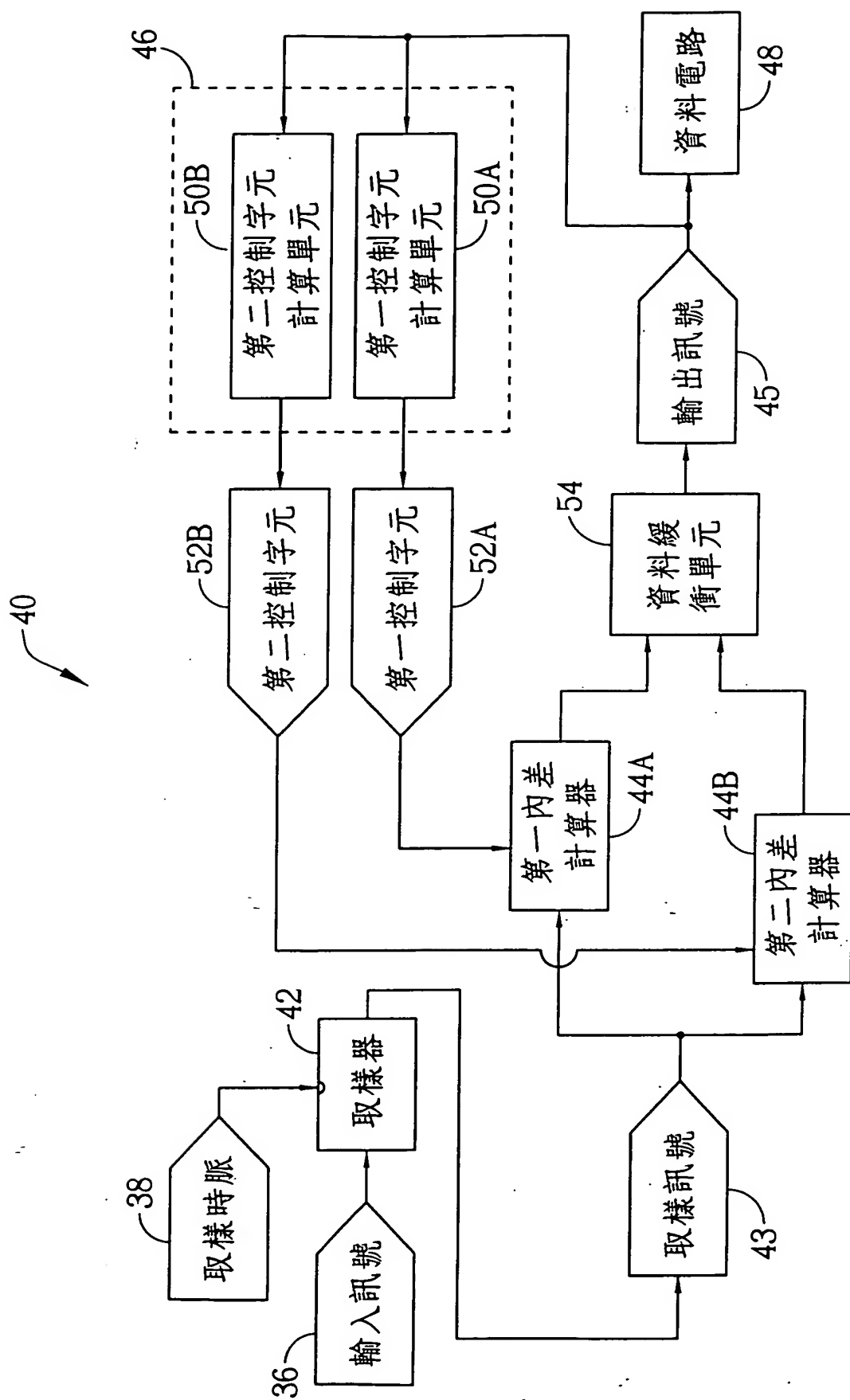
圖二



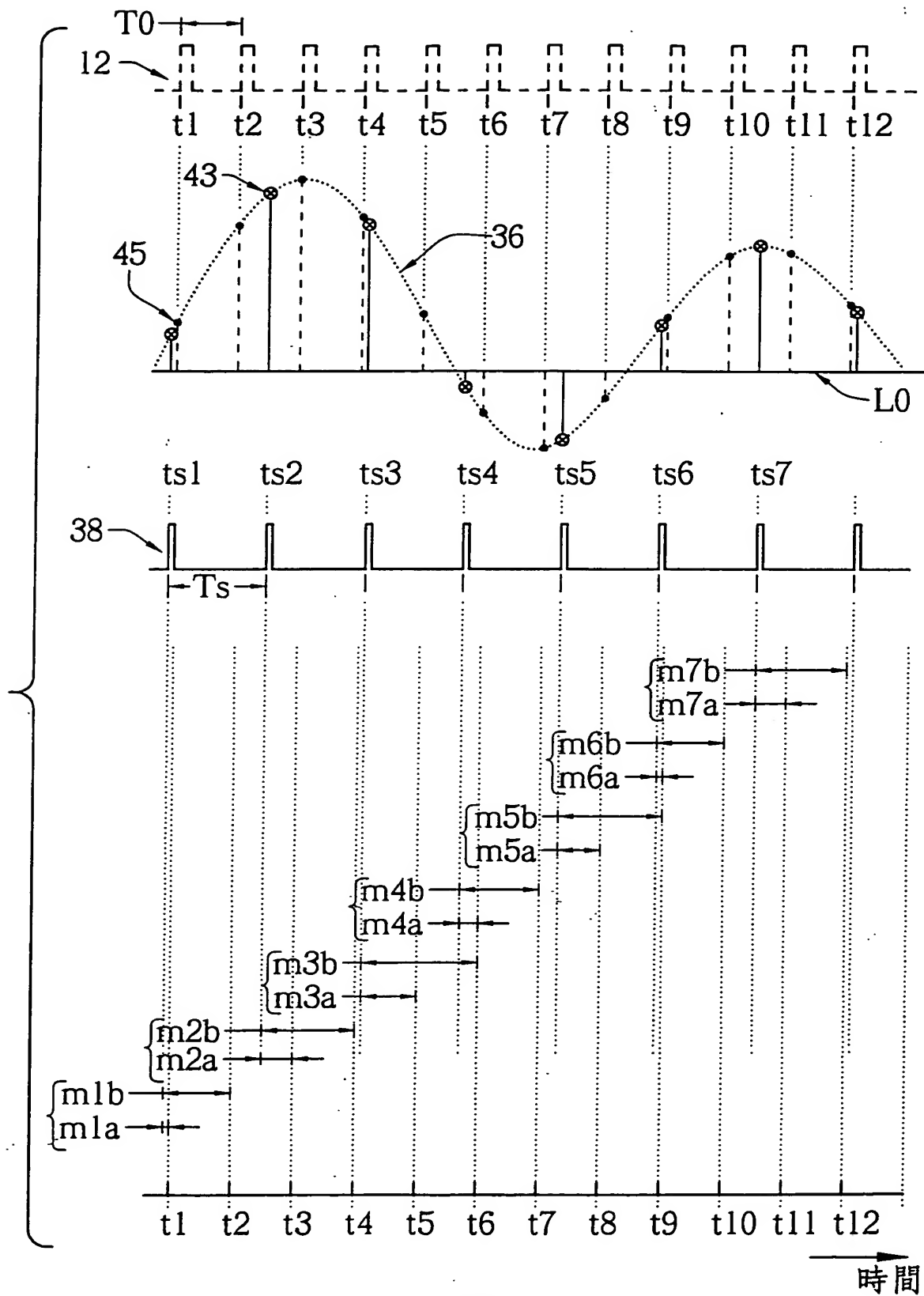
圖三



圖四

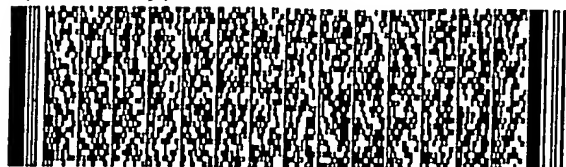


圖五

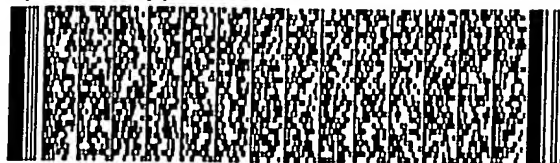


圖六

第 1/23 頁



第 2/23 頁



第 2/23 頁



第 3/23 頁



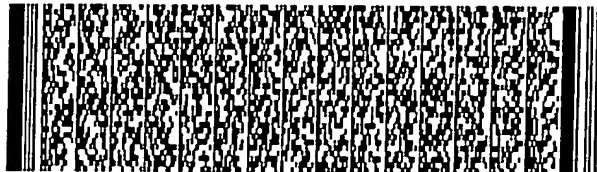
第 5/23 頁



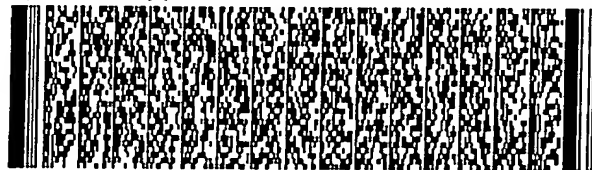
第 5/23 頁



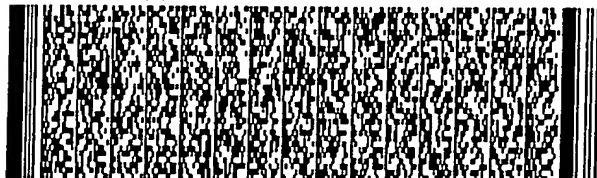
第 6/23 頁



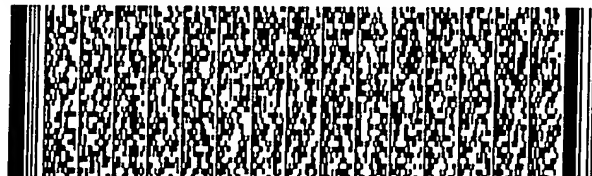
第 6/23 頁



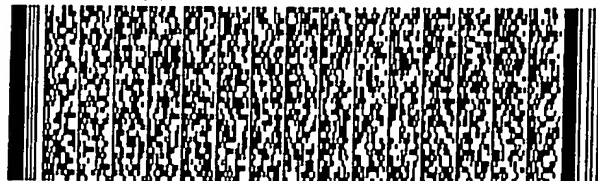
第 7/23 頁



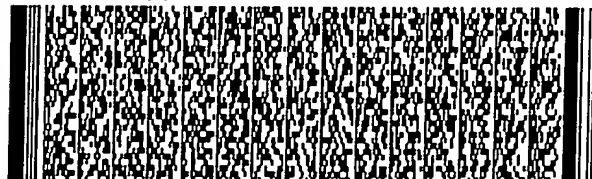
第 7/23 頁



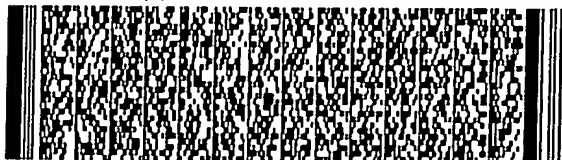
第 8/23 頁



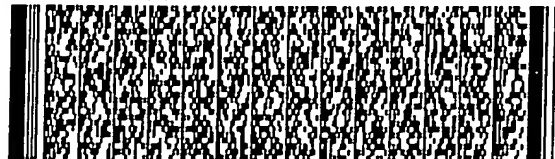
第 8/23 頁



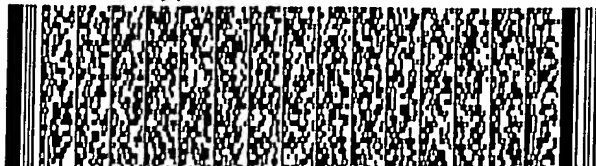
第 9/23 頁



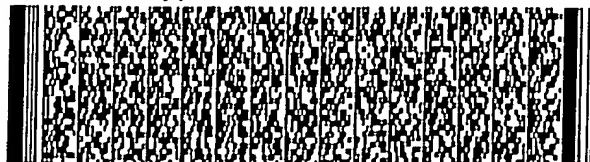
第 9/23 頁



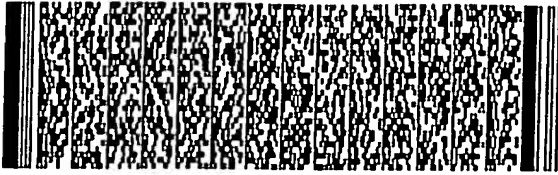
第 10/23 頁



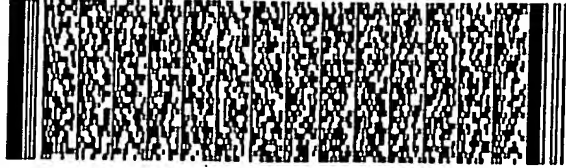
第 10/23 頁



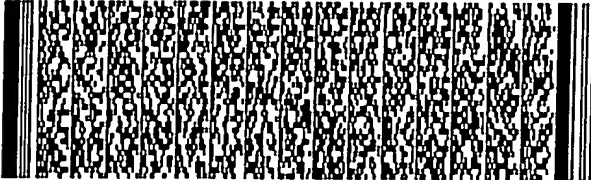
第 11/23 頁



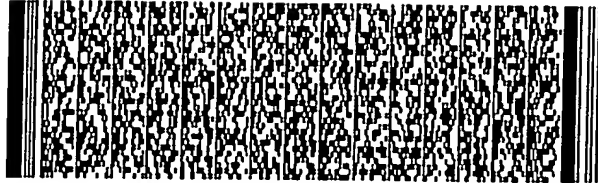
第 11/23 頁



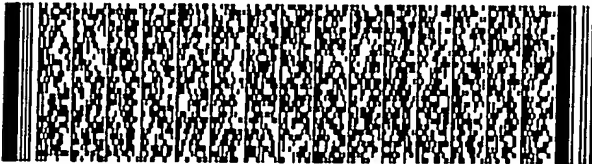
第 12/23 頁



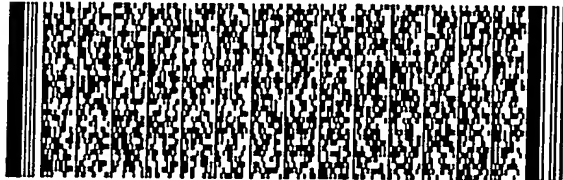
第 12/23 頁



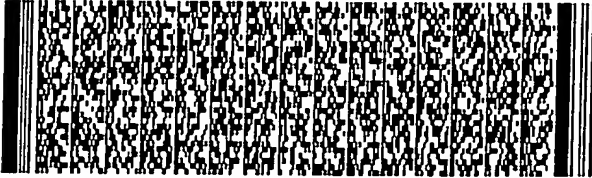
第 13/23 頁



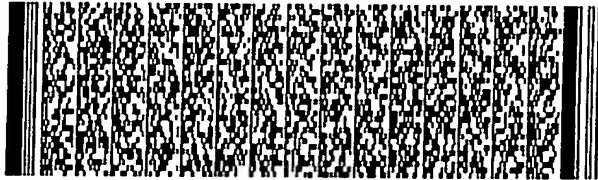
第 13/23 頁



第 14/23 頁



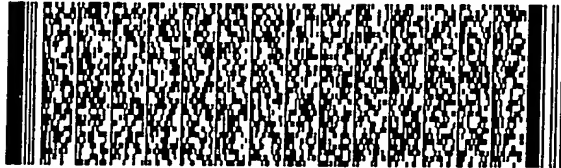
第 14/23 頁



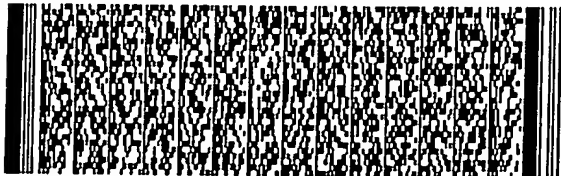
第 15/23 頁



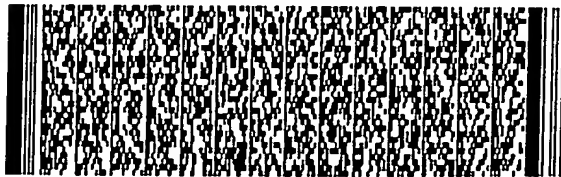
第 15/23 頁



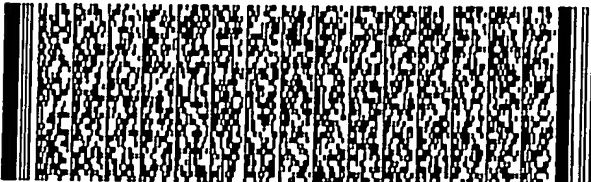
第 16/23 頁



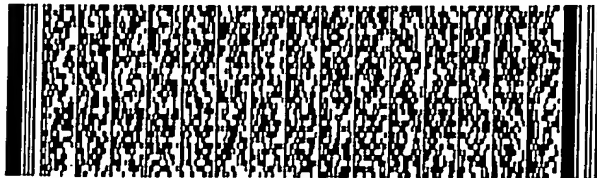
第 16/23 頁



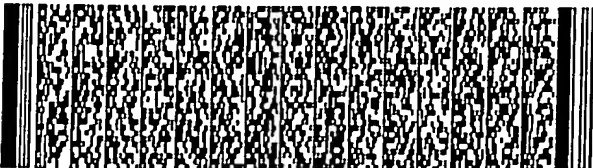
第 17/23 頁



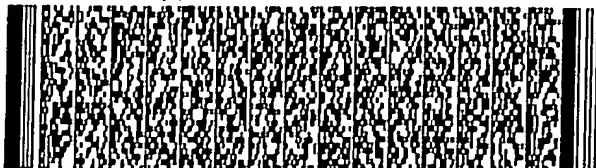
第 17/23 頁



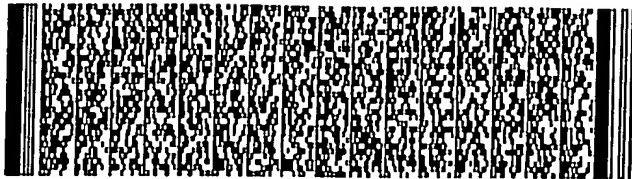
第 18/23 頁



第 18/23 頁



第 19/23 頁



第 20/23 頁



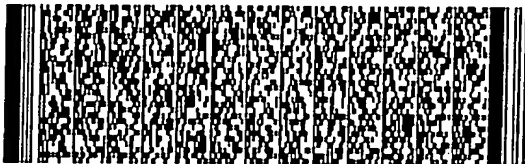
第 21/23 頁



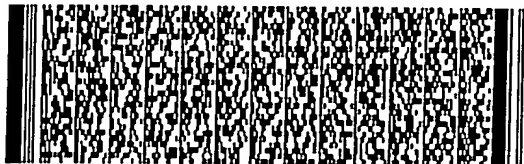
第 21/23 頁



第 22/23 頁



第 22/23 頁



第 23/23 頁

